

Aplicação de métodos de controle baseado em dados em um sistema de controle de nível industrial *

Diego Eckhard * Luciola Campestrini * Emerson Boeira *
João Manoel Gomes da Silva Jr. *

* *Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil*
(e-mail: diegoeck@ufrgs.br, luciola@ece.ufrgs.br,
emerson.boeira@gmail.com, jmgomes@ece.ufrgs.br).

Abstract:

Os métodos de projeto de controladores baseado em dados são um conjunto de técnicas utilizadas para ajustar os ganhos de controladores, que não utilizam um modelo matemático do processo na sintonia dos parâmetros. Alguns destes métodos são o Iterative Feedback Tuning (IFT), Correlation based Tuning (CbT), Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) e Optimal Controller Identification (OCI). Apesar de algumas destas técnicas existirem por mais de uma década, são encontrados poucos trabalhos na literatura que demonstram a aplicabilidade dos métodos em sistemas industriais. Neste trabalho duas técnicas de projeto de controladores baseado em dados não-iterativas (VRFT e OCI) são aplicadas em um sistema de controle de nível industrial, que utiliza uma rede Foundation Fieldbus H1. O trabalho demonstra que as técnicas apresentadas podem ser aplicadas com facilidade em sistemas industriais gerando repostas dinâmicas satisfatórias.

Keywords: Controle de processos, aplicações industriais.

1. INTRODUÇÃO

Os controladores industriais são em maioria compostos por algoritmos do tipo Proporcional-Integral-Derivativo, ou simplesmente PID (Ogata, 1990). Mesmo quando são empregadas técnicas de controle avançado como controle preditivo e robusto, tais controladores são implementados na maioria das vezes em cascata com o controle regulatório, que invariavelmente é do tipo PID. Indústrias de processo contínuo de grande porte, como o caso das indústrias petroquímicas e de celulose e papel, possuem centenas de malhas de controle operando simultaneamente, e manter todas elas operando dentro dos requisitos de desempenho pode ser uma tarefa árdua.

Diversos algoritmos, técnicas e softwares para avaliação de desempenho de malhas de controle vem sendo desenvolvidos e empregados nos últimos anos (Hägglund, 1995). Tais componentes facilitam o trabalho das equipes de engenharia e manutenção, pois conseguem indicar quais malhas de controle operam de maneira insatisfatória, além de indicar prováveis problemas em cada malha. Quando existem desajustes na sintonia dos controladores, seja por mudanças no processo ou desgaste de equipamentos, é necessário recalcular os parâmetros do controlador. Tal tarefa, muitas vezes envolve realizar experimentos específicos no processo para levantamento do modelo dinâmico. Durante estes experimentos por vezes ocorre produção fora da especificação e por outras é necessário

parar a produção. Após obtido o modelo podem ser calculados os novos parâmetros do controlador, aplicando alguma técnica de controle baseada em modelo. Observa-se na prática que são gastas várias horas para a obtenção de desempenho satisfatório nas malhas de controle, mesmo quando são empregadas técnicas para avaliação de desempenho.

Neste trabalho vamos apresentar o ajuste de uma malha de controle utilizando duas técnicas diferentes de projeto de controladores baseado em dados. Estas técnicas se diferenciam de outras por não utilizarem um modelo dinâmico do processo para obter os parâmetros dos controladores. Tais técnicas apenas utilizam um conjunto de dados de entrada e saída do processo para obter as informações sobre a dinâmica do processo. Este conjunto de dados pode ser coletado a partir de um experimento realizado no processo, mas em muitos casos pode apenas ser obtido de dados passados do processo guardados em um historiador. Algumas dos métodos de projeto de controladores baseado em dados são o Iterative Feedback Tuning (IFT) (Hjalmarsson, 2002), Correlation based Tuning (CbT) (Karimi et al., 2004), Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) (Campi et al., 2002) e Optimal Controller Identification (OCI) (Campestrini et al., 2012).

Neste trabalho serão empregadas as técnicas VRFT e OCI para ajustar os parâmetros de um controlador utilizado para regular o nível de líquido em um sistema com tanques acoplados. Sistemas de controle de nível são largamente empregados na indústria e portanto foi feita sua escolha. Os experimentos foram realizados em uma Planta Piloto,

* Este trabalho foi financiado em parte por Fapergs/Brasil, CAPES e pela Petrobras PRH-PB 216.

onde todos os equipamentos são de uso industrial: bombas, inversores, sensores, conversores e controladores. Os equipamentos são interligados utilizando o protocolo de comunicação *Foundation Fieldbus* amplamente utilizado na indústria e portanto permitem o uso de técnicas de controle distribuído.

Vamos mostrar neste trabalho que as técnicas de projeto de controladores baseado em dados podem ser aplicadas em ambiente industrial com facilidade, não sendo necessária a troca de equipamentos nem a realização de experimentos específicos. Este trabalho está organizado da seguinte forma. A seção 2 descreve a Planta Piloto. A seção 3 apresenta definições preliminares. Na seção 4 são descritas as técnicas *Virtual Reference Feedback Tuning* e *Optimal Controller Identification*. A seção 5 apresenta os experimentos realizados na planta piloto e na seção 6 são feitas as considerações finais.

2. A PLANTA PILOTO

2.1 A Estrutura Física

A Planta Piloto é constituída de três tanques interconectados, bombas, válvulas manuais e sensores de pressão. O tanque inferior possui capacidade de 250 litros, enquanto que os outros dois tanques possuem capacidade de 70 litros cada. As bombas são acionadas por inversores e a potência aplicada pode ser controlada. Dado que o nível de líquido é função da pressão no fundo do tanque, os sensores de pressão são utilizados para medir os níveis dos líquidos nos tanques. Na configuração atual da planta existem duas malhas de controle que acionam as bombas para controlar os níveis dos tanques. A configuração pode ser melhor vista na Figura 1, que mostra que a bomba que retira líquido do tanque inferior é utilizada para controlar o nível do tanque intermediário, e a bomba que retira líquido do tanque intermediário é utilizada para controlar o líquido do tanque superior. Neste trabalho vamos utilizar técnicas de projeto de controladores baseado em dados para controlar o nível do tanque intermediário.

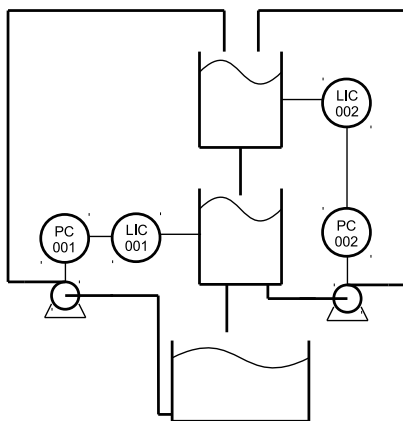


Fig. 1. Diagrama de Controle

2.2 A Estrutura Lógica

Os sensores e acionadores das bombas são equipamentos inteligentes microprocessados que se comunicam através da rede *Foundation Fieldbus H1*. Os equipamentos são

ligados ao barramento que serve como meio físico para troca de informações. Juntos eles formam uma rede na qual cada instrumento é responsável por processar uma parte da tarefa a ser executada. A configuração das malhas de controle é feita em software específico com programação de alto nível, no qual sensores, atuadores e controladores são vistos como blocos funcionais. Na arquitetura adotada, um bloco controlador do tipo PID é executado dentro do equipamento do sensor.

Um sistema supervisor foi desenvolvido com o Software *Elipse E3* para coletar dados da potência das bombas e níveis de líquido medidos pelos sensores, bem como para passar parâmetros de referência e ganhos dos controladores quando o sistema opera em malha-fechada, além de informar a potência desejada das bombas quando o sistema opera em malha-aberta. No sistema supervisor existe um historiador que armazena as medidas das potências das bombas e dos níveis dos líquidos com periodicidade de um segundo. Os dados armazenados no historiador são utilizados para o projeto dos ganhos dos controladores. A comunicação entre o software de supervisão e os sensores e atuadores ocorre por meio da rede *Foundation Fieldbus* e da plataforma OPC (*OLE for Process Control*), em que o E3 é o cliente e um servidor OPC se comunica efetivamente com os sensores e atuadores.

3. DEFINIÇÕES PRELIMINARES

Métodos de controle baseados em dados utilizam dados coletados dos processos para obter os parâmetros do controlador. Estes sinais são usualmente amostrados a uma taxa de amostragem constante, e portanto podemos considerar que os modelos gerados destes dados são modelos de tempo discreto.

Considere um processo SISO (*single-input single-output*) de tempo discreto linear e invariante no tempo

$$y(t) = G_0(z)u(t) + H_0(z)w(t), \quad (1)$$

onde z é o operador de avanço, $G_0(z)$ é a função de transferência do processo, $u(t)$ é o sinal de controle, $H_0(z)$ é o modelo do ruído presente na saída do processo, e $w(t)$ é ruído branco de média zero e variância σ_w^2 . As duas funções de transferência, $G_0(z)$ e $H_0(z)$, são racionais e causais.

O objetivo é sintonizar o vetor de parâmetros $\rho \in \mathbb{R}^d$ de um controlador linear e invariante no tempo $C(z, \rho)$ tal que uma resposta em malha-fechada desejada seja atingida. Este controlador pertence a uma classe de controladores \mathcal{C} especificada pelo usuário tal que $C(z, \rho)G_0(z)$ tem grau relativo positivo para todos $C(z, \rho) \in \mathcal{C}$; equivalentemente, o sistema em malha-fechada possui atraso de pelo menos uma amostra. A ação de controle $u(t)$ pode ser escrita como $u(t) = C(z, \rho)(r(t) - y(t))$, onde $r(t)$ é o sinal de referência, o qual assume-se que seja quasi-estacionário e decorrelacionado com o ruído, isto é $\bar{E}[r(t)w(s)] = 0 \forall t, s$, e $\bar{E}[f(t)] \triangleq \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N E[f(t)]$ com $E[\cdot]$ denotando esperança (Ljung, 1999). O sistema em malha fechada é dado por

$$y(t, \rho) = T(z, \rho)r(t) + S(z, \rho)v(t)$$

$$T(z, \rho) = \frac{C(z, \rho)G_0(z)}{1 + C(z, \rho)G_0(z)} = C(z, \rho)G_0(z)S(z, \rho)$$

onde fica explícita a dependência do sinal de saída $y(t, \rho)$ no vetor de parâmetros ρ .

Dado um *modelo de referência* $M(z)$, o projeto de controladores pode ser realizado solucionando o seguinte problema de otimização

$$\min_{\rho} J^{MR}(\rho) \quad (2)$$

$$J^{MR}(\rho) \triangleq \bar{E} [(T(z, \rho) - M(z))r(t)]^2. \quad (3)$$

O *controlador ótimo* é definido como $C(z, \rho^{MR})$ onde

$$\rho^{MR} = \arg \min_{\rho} J^{MR}(\rho).$$

Assume-se também que o usuário pode coletar uma batelada de dados do processo (1) em operação $Z^N = [u(1), y(1), \dots, u(N), y(N)]$ e que os dados são persistentemente excitantes de ordem d . Sua tarefa é então estimar os *parâmetros ótimos* do controlador $C(z, \rho^{MR})$ usando estes dados. Métodos de controle baseado em dados realizam esta minimização sem a obtenção de um modelo do processo. Assim, além dos dados coletados, o usuário precisa definir uma classe de modelos para o controlador, ou seja, $C(z, \rho)$, e o modelo de referência $M(z)$, o qual representa a saída desejada do sistema em malha fechada.

3.1 Escolha do controlador

Na aplicação apresentada neste trabalho, e provavelmente em muitas aplicações práticas, o usuário não tem a possibilidade de escolher livremente a estrutura do controlador. Usualmente, os sistemas já possuem algum controlador implementado, onde o usuário pode escolher entre controlador do tipo PI/PID, *feedforward*, entre outros. O controle de nível da planta piloto é realizado através da sintonia dos controladores PID presentes no sistema. A lei de controle de um controlador PID ideal de tempo contínuo é dada por

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4)$$

onde o objetivo do projetista de controle é sintonizar K_p , K_i e K_d , os ganhos proporcional, integral e derivativo do controlador, respectivamente. O sinal $u(t)$ é o sinal de controle, o qual é aplicado ao processo a ser controlado, e $e(t)$ é o erro entre o sinal de referência e a saída do processo.

Uma vez que métodos de controle baseado em dados estimam controladores discretos $C(z, \rho)$, precisamos obter o controlador PID discreto equivalente, de forma que a obtenção do controlador discreto nos forneça os ganhos do controlador PID implementado no sistema. Aplicando o método de Euler em (4), e considerando que os sinais são amostrados com período de amostragem T_s , o controlador PID de tempo discreto $C(z) = U(z)/E(z)$ é dado por

$$C(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z) = [K_p \ K_i \ K_d] \left[1 \ T_s \frac{z}{z-1} \ \frac{1}{T_s} \frac{z-1}{z} \right]^T \quad (5)$$

onde $\rho = [K_p \ K_i \ K_d]^T$. Desta forma, ρ é o vetor contendo exatamente os ganhos do controlador PID de tempo contínuo que queremos encontrar.

Note que, mesmo com esta restrição na classe de controladores, os métodos expostos aqui ainda podem ser aplica-

dos a uma grande gama de malhas de controle, pois sabe-se que controladores PID são suficientes para controlar muitos tipos de processos, como nível, temperatura, vazão e velocidade de motores (Bazanella et al., 2012).

3.2 Escolha do modelo de referência

O modelo de referência deve ser escolhido de maneira que as restrições de projeto, como tempo de acomodação e máximo sobressinal sejam respeitadas. Dado o tempo de acomodação desejado t_{sd} , um modelo de referência de primeira ordem pode ser concebido por

$$M(z) = \frac{1 - e^{-\frac{4}{t_{sd}} T_s}}{z - e^{-\frac{4}{t_{sd}} T_s}}. \quad (6)$$

Neste modelo a saída apresenta atraso de uma amostra em relação à entrada e o polo é definido de forma a respeitar o tempo de acomodação desejado pelo usuário. Além disso, o modelo apresenta ganho em regime permanente igual a um, o que implica uma resposta desejada com erro nulo em regime permanente.

4. MÉTODOS DE CONTROLE BASEADO EM DADOS

Como dito anteriormente, métodos de controle baseado em dados são utilizados para estimar controladores sem a utilização de um modelo do processo a ser controlado. Assim, usando dados de entrada e saída coletados do processo, os métodos estimam os ganhos de um controlador com estrutura pré-definida de forma que a resposta em malha-fechada do processo com o controlador projetado se comporte o mais próximo possível de uma resposta desejada, dada pelo modelo de referência $M(z)$.

Entre os métodos baseados em dados, existem métodos iterativos, que utilizam vários experimentos, e os métodos diretos, baseados em apenas um experimento. Os métodos iterativos (Hjalmarsson, 2002; Kammer et al., 2000; Karimi et al., 2004) são considerados métodos mais seguros que os métodos diretos porque, a cada experimento, o controlador presente no sistema é re-sintonizado, de modo que os valores dos parâmetros não mudam drasticamente em cada iteração. No entanto, muitas vezes, são necessários vários experimentos até que o método atinja o controlador ótimo, o que torna esses métodos bastante perturbadores do ponto de vista de produção.

Entre os métodos diretos podemos citar o VRFT (*Virtual Reference Feedback Tuning*) (Campi et al., 2002), um versão não iterativa do método CbT (*Correlation based Tuning*) (Karimi et al., 2007) e o método OCI (*Optimal Controller Identification*) (Campestrini et al., 2012). Diferentemente dos métodos iterativos, o controlador obtido não é necessariamente pouco diferente do controlador presente na malha de controle, o que faz com que sua aceitação seja ainda pequena do ponto de vista de aplicações reais. Algumas adaptações a estes métodos foram feitas com o objetivo de melhorar sua aplicabilidade, como as soluções apresentadas em (Campestrini et al., 2011). Por outro lado, métodos diretos são muito interessantes do ponto de vista de aplicação, uma vez que não utilizam ensaios adicionais realizados no processo (o que significa que a

produção não é interrompida para uma possível ressintonia), mas utilizam dados guardados nos historiadores presentes nos sistemas de controle automatizados industriais. Neste trabalho exploraremos o uso dos métodos VRFT e o OCI para a sintonia dos controladores PID da Planta Piloto.

4.1 Virtual Reference Feedback Tuning

A ideia central dos dois métodos tratados aqui é transformar o problema do projeto do controlador em um problema de identificação por minimização do erro de predição do controlador. O método de sintonia baseada em referência virtual - VRFT - é formulado com base na premissa de que existe um controlador na classe de controladores \mathcal{C} escolhida pelo usuário que faz com que o custo $J^{MR}(\rho)$ seja igual a zero, ou seja

Hipótese 1. $C_d^{MR}(z) \in \mathcal{C}$ ou, equivalentemente, $\exists \rho_d : C(z, \rho_d) = C_d^{MR}(z) = \rho_d^T \bar{C}(z)$.

Este controlador é conhecido como o *controlador ideal* $C_d(z)$.

Uma batelada de dados de entrada $u(t)$ e saída $y(t)$ do processo é obtida, podendo ser gerada através de um ensaio específico, ou dos dados de funcionamento normal do processo¹. Imagina-se que estes dados foram obtidos de um experimento com o controlador ideal $C_d(z)$ na malha de controle. Isto é, determina-se, a partir destes dados, qual teria sido o sinal de referência aplicado ao sistema que produziria os sinais coletados caso $C_d(z)$ estivesse realmente na malha de controle (a “referência virtual” que dá o nome ao método). Esta referência virtual $\bar{r}(t)$ gera o sinal de entrada $\bar{e}(t) = \bar{r}(t) - y(t)$ para o sistema a ser identificado - o controlador ideal $C_d(z)$. Assim, a identificação baseada na minimização do erro de predição de $C_d(z)$ consiste em solucionar o seguinte problema

$$\min_{\rho} J_{VR}^N(\rho);$$

$$J_{VR}^N(\rho) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (u(t) - C(z, \rho)\bar{e}(t))^2. \quad (7)$$

Considerando a escolha do controlador (5), que é linear nos parâmetros, este problema torna-se um problema de mínimos quadrados, uma vez que $J_{VR}^N(\rho)$ é uma função quadrática. Esta é a maior vantagem deste método em relação aos outros métodos baseados em dados, cuja minimização do custo é iterativa e a convergência para o mínimo global da função custo não é garantida.

Note, porém que $J_{VR}^N(\rho)$ não é o critério que o VRFT pretende minimizar, que é $J_{MR}^N(\rho)$. Se a Hipótese 1 for satisfeita, então os argumentos que minimizam $J^{MR}(\rho)$ e $J_{VR}^N(\rho)$ são os mesmos, e o método VRFT atinge o resultado desejado. Quando esta Hipótese não é satisfeita, os mínimos das duas funções custos são diferentes e o resultado do VRFT é polarizado. Neste caso, um filtro é aplicado aos dados, o qual faz com que o mínimo da função custo minimizada pelo VRFT (7) seja próximo do mínimo

¹ Nesse caso, é necessário que os dados apresentem a resposta do processo a mudanças de *setpoint* ou comportamento devido a perturbações.

desejado (3) (Campi et al., 2002). Este filtro de “redução de polarização” - chamado de $L(z)$ - é especificado através da seguinte relação: $|L(z)|^2 = |1 - M(z)|^2 |M(z)|^2 \frac{\Phi_r}{\Phi_u}$, onde Φ_u e Φ_r são os espectros dos sinais $u(t)$ e $r(t)$, respectivamente.

Assim, a estimativa dos parâmetros do controlador $\hat{\rho}_N$ é calculada através da solução da equação normal:

$$\hat{\rho}_N = \left[\sum_{t=1}^N \varphi(t)\varphi(t)^T \right]^{-1} \left[\sum_{t=1}^N \varphi(t)u_L(t) \right], \quad (8)$$

onde $\varphi(t) = \bar{C}(z)L(z)(M^{-1}(z) - 1)y(t)$ e $u_L(t) = L(z)u(t)$.

Esta formulação do VRFT é obtida considerando que os dados coletados não contém ruído. Para tratar problemas onde os níveis de ruído são significativos usando o VRFT, pode-se utilizar um método baseado em variáveis instrumentais, para que a estimativa não seja polarizada (Campi et al., 2002).

4.2 Optimal Controller Identification

Assim como o VRFT, este método também é um método direto (usa apenas uma batelada de dados de entrada e saída do processo), o qual identifica o controlador ótimo. Porém, ao invés de identificar o controlador considerando que temos dados de entrada e saída do mesmo, como no caso do VRFT ($\bar{e}(t)$ e $u(t)$, respectivamente), este método realiza uma identificação do sistema reparametrizado, onde o processo $G_0(z)$ é descrito em função do controlador que se quer identificar.

Analisando (3) vemos que se o controlador ideal

$$C_d(z) \triangleq \frac{M(z)}{G_0(z)(1 - M(z))} \quad (9)$$

fosse aplicado no sistema em malha fechada, então o resultado de (2) seria zero. Assim, a formulação deste método consiste em reescrever a expressão que define o processo (1) a ser controlado como função do modelo de referência e do controlador através da inversão da relação (9), i.e.

$$G_0(z) = \frac{1}{C_d(z)} \frac{M(z)}{1 - M(z)}. \quad (10)$$

Assim, identifica-se $C_d(z)$ através de dados de entrada e saída do processo considerando que a classe de controladores escolhida é tal que $\mathcal{C} = \{C(z, \rho), \rho \in \mathbb{R}^d\}$. Frequentemente o controlador a ser sintonizado possui alguma parte fixa em sua função de transferência, as quais não necessitam ser identificadas. Define-se $C^F(z)$ a parte fixa do controlador, de forma que o controlador pode ser descrito como $C_d(z) = C_d^I(z)C^F(z)$ e seu modelo dado por $C(z, \rho) = C^I(z, \rho)C^F(z)$. Note que controladores PI/PID possuem um polo em 1 fixo, devido à ação integral o qual compõe a parte $C^F(z)$. Esta descrição faz com que que $G_0(z)$ seja descrita por:

$$G_0(z) = \frac{1}{C_d^I(z)} \times \frac{M(z)}{C^F(z)(1 - M(z))}. \quad (11)$$

Define-se o sinal de entrada filtrado $\tilde{u}(t) \triangleq \frac{1}{C^F(z)} \frac{M(z)}{1 - M(z)} u(t)$, e as funções de transferência $\tilde{C}_d(z) \triangleq \frac{1}{C_d^I(z)}$ and $\tilde{C}(z, \theta) \triangleq$

$\frac{1}{C^T(z,\rho)}$, de modo que $C_d(z) = \frac{1}{C_d(z)}C^F(z)$ and $C(z,\rho) = \frac{1}{C(z,\theta)}C^F(z)$. Assim, a relação entrada-saída que descreve o sistema (1) é equivalente a

$$S_c : y(t) = \tilde{C}_d(z)\tilde{u}(t) + H_0(z)e(t), \quad (12)$$

para o qual o seguinte modelo paramétrico pode ser escolhido

$$M_c : y(t, \theta) = \tilde{C}(z, \theta)\tilde{u}(t) + H(z, \theta)e(t). \quad (13)$$

Note que $\tilde{C}_d(z)$ é a porção do inverso do controlador ideal que deseja-se identificar, $\tilde{C}(z, \theta)$ é uma estrutura de modelo paramétrica para $\tilde{C}_d(z)$ e $H(z, \theta)$ é uma estrutura de modelo paramétrica para $H_0(z)$. As estruturas de modelos $\tilde{C}(z, \theta)$ e $H(z, \theta)$ são identificadas como em um problema de identificação padrão (Ljung, 1999). Assim, pode-se escolher estruturas que resultam em uma função custo quadrática, como no VRFT ou outros tipos de estruturas, que levam a minimizações iterativas da função custo. Por outro lado, se estas estruturas de modelos forem escolhidas adequadamente, então apenas uma batelada de dados é suficiente para obter uma estimativa não-polarizada do controlador.

5. EXPERIMENTOS

Nesta seção vamos apresentar os experimentos realizados na Planta Piloto, que demonstram a aplicabilidade dos métodos descritos em sistemas industriais. Como descrito na Seção 2, vamos ajustar os ganhos do controlador PID da primeira malha. Este controlador atua diretamente no inversor da primeira bomba que controla sua potência. A medida de potência é dada em porcentagem, onde 100% representa a potência máxima aplicada na bomba. O objetivo desta malha de controle é controlar o nível do segundo tanque (tanque inferior) o qual é medido por um sensor de pressão colocado no fundo do tanque. A medida de pressão é convertida pelo sensor inteligente em nível na unidade de centímetros. Tanto a potência aplicada na bomba, como o nível de líquido no tanque e o sinal de referência do controlador são armazenados em um banco de dados, o qual é controlado pelo historiador do sistema supervisorio. Os dados são armazenados com periodicidade de um segundo.

Para realizar o projeto dos controladores é necessário coletar um conjunto de dados de entrada e saída. Neste exemplo foi realizado um experimento em malha-aberta onde foi aplicado um sinal degrau na potência da bomba. A resposta dinâmica do nível do tanque e a potência aplicada da bomba podem ser vistos da Figura 2.

Para o projeto dos controladores é necessário, além do conjunto de dados, de um modelo de referência. Para obter o modelo de referência, o projetista precisa escolher qual é o tempo de acomodação desejado para o sistema em malha-fechada. Neste exemplo foi escolhido o tempo de acomodação de 300 segundos, o que resultou no seguinte modelo de referência: $M(z) = \frac{0.01324}{z-0.9868}$. De posse do conjunto de dados de entrada e saída e do modelo de referência, pode-se projetar o ganho do controlador utilizando as técnicas de projeto de controladores baseado em dados.

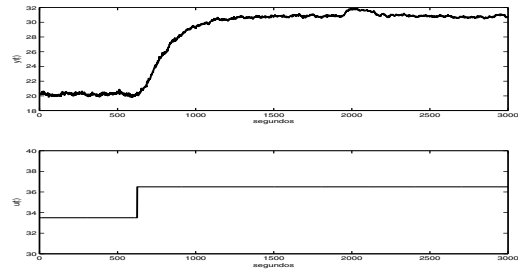


Fig. 2. Resposta do sistema em malha-aberta a uma entrada do tipo degrau.

5.1 VRFT

O primeiro controlador projetado foi do tipo PI, onde foi utilizada técnica VRFT. Os ganhos obtidos para o controlador foram $K_p = 0.0586$ e $T_i = 200.5930$, onde $T_i = K_p/K_i$. Estes ganhos foram implementados no controlador e então foi realizado um experimento em malha-fechada, que pode ser visto na Figura 3.

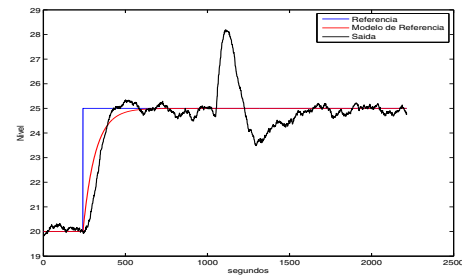


Fig. 3. Sistema em malha-fechada com controlador tipo PI obtido pelo método VRFT.

Pode-se ver na Figura 3 que o desempenho do controlador é bastante satisfatório apesar de não conseguir seguir com precisão o modelo de referência. O erro médio foi calculado como $\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (y(t) - M(z)r(t))^2} = 0,76$, o que significa que o erro médio do nível do tanque foi de 0,76 centímetros. Observa-se na figura que o tempo de acomodação do sistema em malha-fechada é próximo do tempo de acomodação do modelo de referência. Pode-se ver também na figura a resposta do sistema à perturbação que ocorreu no processo um pouco após o instante dos 1000 segundos. Esta perturbação consiste em 5 litros de líquido que foram adicionados de forma instantânea no tanque superior. O controlador consegue retornar o nível do tanque ao valor desejado após certo tempo.

Após, utilizou-se a técnica VRFT para projetar um controlador do tipo PID. Os ganhos obtidos para o controlador foram $K_p = 0.0609$, $T_i = 209.0598$ e $T_d = -0.4697$, onde $T_d = K_d/K_p$. Como o ganho da parte derivativa era negativo, foi necessário trocar o valor de T_d para zero, pois o controlador utilizado não permite ganhos negativos. Na prática, o controlador implementado foi do tipo PI, pois a parcela derivativa não foi utilizada. Os ganhos implementados foram: $K_p = 0.0609$, $T_i = 209.0598$ e $T_d = 0$. O experimento realizado em malha-fechada com estes ganhos

pode ser visto na Figura 4. O erro médio foi calculado como

$$\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (y(t) - M(z)r(t))^2} = 0,69,$$

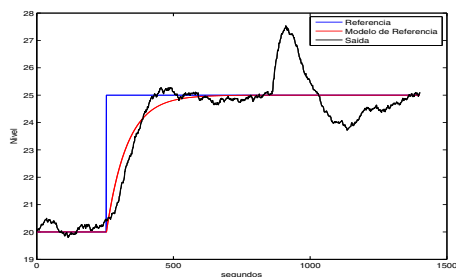


Fig. 4. Sistema em malha-fechada com controlador tipo PID obtido pelo método VRFT.

5.2 OCI

O primeiro controlador projetado utilizando a técnica OCI foi do tipo PI. Os ganhos obtidos para o controlador foram $K_p = 0.0788$ e $T_i = 217.1302$. Estes ganhos foram implementados no controlador e então foi realizado um experimento em malha-fechada, que pode ser visto na Figura 5. Pode-se ver na Figura 5 que o desempenho do contro-

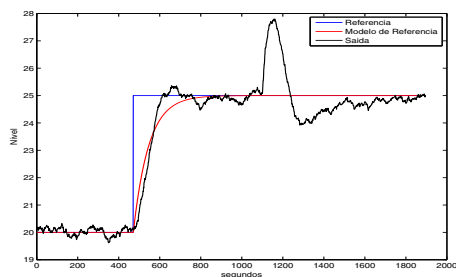


Fig. 5. Sistema em malha-fechada com controlador tipo PI obtido pelo método OCI.

lador é novamente satisfatório. O erro médio foi calculado como $\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (y(t) - M(z)r(t))^2} = 0,63$. A resposta do sistema em malha-fechada é um pouco mais próxima do modelo de referência que a resposta obtida pelo PI calculado com a técnica VRFT. Após, utilizou-se a técnica OCI para projetar um controlador do tipo PID. Os ganhos obtidos para o controlador foram $K_p = 0.0750$, $T_i = 202.8008$ e $T_d = 35.3862$. Utilizando esta técnica obtivemos os três ganhos positivos, e portanto o controlador implementado é neste caso do tipo PID. O experimento realizado em malha-fechada com estes ganhos pode ser visto na Figura 6. Pode-se ver na Figura 6 que a resposta do sistema em malha-fechada com o controlador PID obtido com a técnica OCI é a que melhor se aproxima do modelo de referência e é aquela que gera menor alteração no nível do tanque após a perturbação. O erro médio foi calculado como $\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (y(t) - M(z)r(t))^2} = 0,55$. Entre todos os controladores calculados, este controlador gerou o melhor desempenho em malha-fechada.

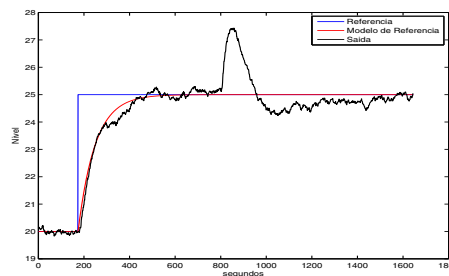


Fig. 6. Sistema em malha-fechada com controlador tipo PID obtido pelo método OCI.

6. CONCLUSÕES

Neste trabalho foram utilizadas duas técnicas de projeto de controladores baseado em dados (VRFT e OCI) para sintonizar os controladores de um sistema de tanques acoplados que utiliza equipamentos industriais. Demonstrou-se que as técnicas apresentadas podem ser implementadas com facilidade em sistemas industriais gerando resultados bastante satisfatórios, sem a necessidade de realizar experimentos específicos para coletar dados nem modificar a estrutura do sistema.

REFERENCES

- Bazanella, A., Campestrini, L., and Eckhard, D. (2012). *Data-Driven Controller Design: The H2 Approach*. Springer, New York, USA. doi:10.1007/978-94-007-2300-9.
- Campestrini, L., Eckhard, D., Bazanella, A.S., and Gevers, M. (2012). Model reference control design by prediction error identification. In *Proceedings of 16th IFAC Symposium on System Identification*, 1478–1483. Bruxelas.
- Campestrini, L., Eckhard, D., Gevers, M., and Bazanella, A. (2011). Virtual reference feedback tuning for non-minimum phase plants. *Automatica*, 47(8), 1778–1784. doi:DOI: 10.1016/j.automatica.2011.04.002.
- Campi, M., Lecchini, A., and Savaresi, S. (2002). Virtual reference feedback tuning: a direct method for the design of feedback controllers. *Automatica*, 38, 1337–1346.
- Hägglund, T. (1995). A control-loop performance monitor. *Control Engineering Practice*, 3(11), 1543–1551.
- Hjalmarsson, H. (2002). Iterative feedback tuning - an overview. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 16(5), 373–395.
- Kammer, L., Bitmead, R., and Bartlett, P. (2000). Direct iterative tuning via spectral analysis. *Automatica*, 36, 1301–1307.
- Karimi, A., Mišković, L., and Bonvin, D. (2004). Iterative correlation-based controller tuning. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 18, 645–664.
- Karimi, A., van Heusden, K., and Bonvin, D. (2007). Non-iterative data-driven controller tuning using the correlation approach. In *Proc. European Control Conference*. Kos, Greece.
- Ljung, L. (1999). *System Identification - Theory for the User*. Prentice-Hall, 2nd edition.
- Ogata, K. (1990). *Modern Control Engineering*. Prentice Hall.